

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

①1 N° de publication :
(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

2 836 762

②1 N° d'enregistrement national :

03 02449

⑤1 Int Cl⁷ : H 02 M 3/28, H 05 B 41/14

⑫

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 28.02.03.

③0 Priorité : 01.03.02 JP 02056022.

④3 Date de mise à la disposition du public de la
demande : 05.09.03 Bulletin 03/36.

⑤6 Liste des documents cités dans le rapport de
recherche préliminaire : *Ce dernier n'a pas été
établi à la date de publication de la demande.*

⑥0 Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

⑦1 Demandeur(s) : KOITO MANUFACTURING CO LTD—
JP.

⑦2 Inventeur(s) : ICHIKAWA TOMOYUKI et OHTA
SHINJI.

⑦3 Titulaire(s) :

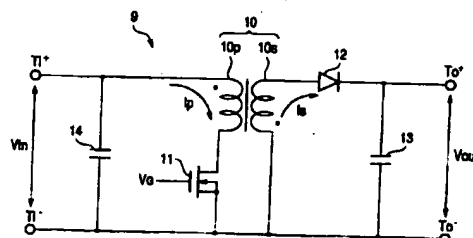
⑦4 Mandataire(s) : CABINET BEAU DE LOMENIE.

⑤4 CIRCUIT DE CONVERSION DE TENSION CONTINUE POUR LAMPE A DECHARGE.

⑤7 L'invention concerne un circuit de conversion.

Elle se rapporte à un circuit ayant une structure de circuit
à découpage de type isolé comprenant un transformateur
(10) et un élément de commutation (11) placé du côté du pri-
maire, et comportant un dispositif de commande qui accu-
mule de l'énergie lorsque l'élément de commutation est à
l'état conducteur et transmet de l'énergie par un secondaire
lorsque l'élément de commutation est à un état ouvert. La
durée comprise entre le moment où le courant au secondai-
re (10s) du transformateur atteint une valeur nulle et le mo-
ment auquel le courant au primaire (10p) du transformateur
commence à circuler est détecté, et la fréquence de com-
mutation est modifiée par le dispositif de commande afin
que cette durée soit réduite.

Application à l'alimentation des lampes à décharge.



La présente invention concerne une technique destinée à augmenter le rendement et à réduire le coût d'un circuit convertisseur de tension continue à découpage à structure isolée.

5 Diverses configurations de circuits convertisseurs de tension continue (appelés convertisseurs continus-continus) sont destinées à transformer une tension continue d'entrée en une tension continue voulue.

10 Par exemple, dans l'application d'une lampe à décharge (par exemple une lampe à halogénure métallique) à un circuit d'allumage, il existe une structure à découpage de type isolé pour circuit de conversion continu-continu destiné à transformer une tension continue d'entrée appliquée par une alimentation continue en une tension continue voulue. En
15 d'autres termes, un élément de commutation à semi-conducteur est connecté du côté du primaire d'un transformateur pour assurer la conversion par commande par tout ou rien de l'élément, et une diode de redressement et un condensateur de lissage sont disposés au secondaire du transformateur.

20 On considère le fonctionnement du circuit à découpage à structure isolée ; la commande est réalisée par exemple de manière que l'élément de commutation soit mis à l'état conducteur avant la décharge totale de l'énergie accumulée dans le transformateur vers le secondaire de celui-ci dans
25 le cas d'un mode de continuation de courant (c'est-à-dire que l'élément de commutation est mis à l'état conducteur avant que le courant du secondaire du transformateur n'atteigne une valeur nulle).

30 Dans le mode de continuation de courant, un problème concernant le rendement électrique se pose (rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée).

35 D'abord, dans le cas où l'on considère les pertes d'énergie pendant le temps de rétablissement en sens inverse d'une diode de redressement placée du côté du secondaire du transformateur, l'élément de commutation est mis à l'état conducteur alors qu'un courant circule vers la diode. En conséquence, la diode est mise à un état de polarisation inverse si bien que des pertes d'énergie sont créées pendant

le temps de rétablissement en sens inverse. L'amplitude totale de la perte pendant le temps de rétablissement en sens inverse de la diode est proportionnelle à la fréquence de commutation. Dans le mode de continuation de courant en
5 conséquence, la perte d'énergie augmente lorsque la fréquence augmente.

En outre, le courant du primaire du transformateur est créé lorsque l'élément de commutation est mis à l'état conducteur. En conséquence, il apparaît des pertes de l'élé-
10 ment lors de la mise à l'état conducteur.

L'invention a pour objet de résoudre les problèmes posés lors de l'augmentation de la fréquence de commutation et d'augmenter le rendement électrique tout en empêchant remarquablement une augmentation de coût du circuit de
15 conversion de tension continue ayant une structure à découpage à structure isolée.

L'invention concerne un circuit de conversion de tension continue ayant une structure à découpage de type isolé, dans lequel, dans le cas d'un mode de limite de
20 courant dans lequel la commande est réalisée de manière qu'un élément de commutation soit mis à l'état conducteur lorsque l'énergie accumulée dans un transformateur est totalement déchargée vers le secondaire du transformateur (c'est-à-dire l'élément de commutation est mis à l'état
25 conducteur lorsque le courant au secondaire du transformateur atteint une valeur nulle), le courant d'une diode de redressement atteint une valeur nulle et l'élément de commutation est alors mis à l'état conducteur. Etant donné qu'une perte d'énergie n'est pas créée pendant le temps de
30 rétablissement en sens inverse et que le rendement électrique le plus grand peut être obtenu en mode de limite de courant dans le cas d'une fréquence de commutation relativement élevée (par exemple de quelques centaines de kilohertz ou plus), la structure suivante permet la solution du
35 problème.

Pour que le dispositif de commande assure la commande d'une manière telle qu'un transformateur accumule de l'énergie alors qu'un élément de commutation placé du côté du

primaire du transformateur est mis à l'état conducteur et l'énergie est transmise par le secondaire alors que l'élément de commutation est à l'état non-conducteur, l'élément de commutation est mis à l'état conducteur lorsque l'énergie est totalement évacuée du secondaire.

Pour la détection de la durée comprise entre le moment où le courant au secondaire du transformateur atteint une valeur nulle et le moment où le courant au primaire du transformateur commence à circuler, le dispositif de commande change la fréquence de commutation afin que cette durée soit raccourcie.

Selon l'invention en conséquence, la fréquence de commutation est réglée de manière que la durée comprise entre le moment où le courant au secondaire du transformateur atteint une valeur nulle et le moment auquel le courant au primaire du transformateur commence à circuler soit rendue approximativement nulle. Il est donc possible d'assurer la commande de pilotage en mode de limite de courant et il n'est pas nécessaire d'utiliser à cet effet un élément travaillant à grande vitesse.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention seront mieux compris à la lecture de la description qui va suivre d'exemples de réalisation, faite en référence aux dessins annexés sur lesquels :

la figure 1 est un diagramme synoptique d'un exemple de structure de circuit d'éclairage à lampe à décharge ;

la figure 2 est un schéma d'un exemple de circuit indiquant la structure d'un circuit convertisseur continu-continu ;

la figure 3 est un diagramme des temps illustrant un mode de continuation de courant ;

la figure 4 est un diagramme des temps illustrant un mode de limite de courant ;

la figure 5 est un schéma illustrant un mode d'interruption de courant ;

la figure 6 est un diagramme synoptique d'un exemple de structure d'un circuit de conversion de tension continue selon l'invention ;

la figure 7 est un diagramme de formes d'onde utile pour la description du fonctionnement du circuit de la figure 6 ;

la figure 8 est un schéma d'un exemple de structure de circuit générateur d'une onde variant progressivement ;

la figure 9 est un diagramme de formes d'onde utile pour la description du fonctionnement du circuit de la figure 8 ;

la figure 10 est un schéma d'un exemple de circuit de générateur d'une onde variant progressivement ;

la figure 11 est un schéma d'un exemple de circuit de réglage de fréquence ;

la figure 12 est un diagramme des temps illustrant le fonctionnement du circuit de la figure 11 ; et

la figure 13 est un schéma d'un circuit dans un exemple de structure de circuit de réglage de fréquence.

Un circuit de conversion de tension continue selon l'invention comporte une structure de circuit à découpage à structure isolée qui comprend un transformateur et un élément de commutation placé au primaire du transformateur, et le transformateur accumule de l'énergie lorsque l'élément de commutation est à l'état conducteur, et transmet de l'énergie à partir d'un secondaire lorsque l'élément de commutation est à l'état non-conducteur. Selon l'invention, la commande du pilotage est effectuée en mode de limite de courant décrit dans la suite. En conséquence, l'invention convient à l'augmentation du rendement électrique, à la diminution de la dimension du circuit et à la réduction de son coût. Par exemple, l'invention peut s'appliquer à un circuit d'éclairage à lampe à décharge (circuit d'éclairage d'une lampe à décharge, telle qu'une lampe à halogénure métallique, destinée à être utilisée comme source de lumière d'une unité d'éclairage de véhicule, notamment dans le cas où l'espace d'installation de l'appareil, y compris le circuit d'allumage, est soumis à des restrictions) et l'invention n'est pas limitée à cette application car elle s'applique de façon très générale aux diverses applications d'un tel circuit d'alimentation.

La figure 1 représente un exemple de structure fondamentale dans le cas où un circuit de conversion de tension continue selon l'invention est appliqué à un circuit d'éclairage à lampe à décharge.

5 Le circuit d'éclairage 1 à lampe à décharge comprend une alimentation continue 2, un circuit de conversion continu-continu 3, un circuit de conversion continu-alternatif 4, un circuit d'amorçage 5 et un circuit de commande 7.

10 Le circuit convertisseur continu-continu 3 est destiné à transformer une tension reçue d'une alimentation continue 2. Plus précisément, le circuit de conversion continu-continu 3 est destiné à transformer une tension continue d'entrée (appelée Vin) provenant de l'alimentation continue
15 2 en une tension continue voulue, et le circuit à une structure à découpage de type isolé qui comprend un transformateur et un élément de commutation (décrit dans la suite plus en détail).

Le circuit 4 de conversion continu-alternatif est
20 destiné à transformer la tension de sortie du circuit 3 de conversion continu-continu en une tension alternative et à transmettre cette tension à une lampe à décharge 6 par l'intermédiaire du circuit d'amorçage 5. Par exemple, le circuit 4 de conversion continu-alternatif comprend un
25 circuit en pont qui comporte quatre éléments de commutation à semi-conducteur et un circuit de pilotage de ces éléments et qui est utilisé pour la commande alternative par tout ou rien de deux paires d'éléments de commutation, pour la transmission d'une tension alternative.

30 Le circuit d'amorçage 5 (aussi appelé starter) est destiné à créer un signal sous forme d'une impulsion à haute tension pour l'amorçage (impulsion d'amorçage) de la lampe à décharge 6 si bien que celle-ci commence à fonctionner. Le même signal est superposé au signal de tension alternatif du
35 circuit de conversion continu-alternatif 4 et est ainsi appliqué à la lampe à décharge 6.

Le circuit de commande 7 est utilisé pour régler l'énergie transmise à la lampe à décharge 6 après réception

d'un signal de détection d'une tension appliquée à la lampe à décharge 6 et d'un courant circulant vers la lampe à décharge 6 ou d'une tension et d'un courant correspondant, et pour régler le signal de sortie du circuit 3 de conversion continu-continu. Par exemple, le circuit de commande 7 est destiné à régler l'énergie transmise qui correspond à l'état de la lampe à décharge 6 à la réception d'un signal de détection provenant à une section 8 de détection de la tension de sortie et du courant de sortie du circuit 3 de conversion continu-continu, et il est utilisé pour transmettre un signal de commande au circuit 3 de conversion continu-continu pour régler ainsi la tension de sortie. En outre, le signal de commande est transmis au circuit 4 de conversion continu-alternatif pour assurer la commande de commutation de polarité du signal de sortie qui alterne. Le circuit de commande 7 est aussi destiné à élever à un certain niveau la tension à transmettre à la lampe à décharge 6 avant que celle-ci ne soit mise à l'état conducteur, et effectue ainsi un réglage du signal de sortie assurant la mise fiable à l'état conducteur de la lampe à décharge 6. Dans un procédé de réglage de commutation lié au circuit 3 de conversion continu-continu en outre, on connaît le procédé de modulation par impulsions de largeur variable et le procédé de modulation de fréquence des impulsions.

La figure 2 représente la partie principale d'une structure fondamentale correspondant à l'exemple 9 de convertisseur continu-continu à découpage à structure isolée (correspondant à la partie de circuit formant un système d'alimentation de la lampe à décharge par rapport au circuit convertisseur continu-continu) et les éléments suivants sont incorporés (les références entre parenthèses indiquent les désignations de la figure 2) :

transformateur (10),
élément de commutation (11),
diode de redressement (12), et
condensateur de lissage (13).

Sur les dessins, T_i et T_i désignent les bornes d'entrée auxquelles la tension continue d'entrée V_{in} est

transmise, et un condensateur 14 est placé entre ces deux bornes. En outre, les bornes To^+ et To^- désignent les bornes de sortie, et une tension de sortie de polarité positive (appelée dans la suite V_{out}) obtenue après conversion de tension est transmise à un circuit postérieur (circuit de conversion continu-alternatif).

L'élément de commutation 11 est connecté au primaire 10p du transformateur 10 (le début de l'enroulement est indiqué par un cercle noir sur le dessin) et un signal de pilotage est transmis par le circuit de commande 7 à l'élément 11. Sur le dessin, un transistor à effet de champ MOSFET à canal N est utilisé comme élément de commutation 11, et son drain est connecté au primaire 10p du transformateur 10 (borne du côté de la fin de l'enroulement) et sa source est connectée à la borne d'entrée Ti^- .

La diode de redressement 12 et le condensateur de lissage 13 sont placés au secondaire du transformateur 10. En d'autres termes, l'une des extrémités du secondaire 10s du transformateur 10 (borne du côté de la fin d'enroulement) est connectée à l'anode de la diode de redressement 12 et l'autre extrémité du secondaire 10s (borne du côté du début d'enroulement indiqué par le cercle noir sur le dessin) est connectée à une ligne qui relie les bornes Ti^- et To^- . La diode 12 de redressement a une cathode connectée à la borne To^+ et à l'une des extrémités du condensateur de lissage 13. Ce condensateur 13 est placé entre les bornes de sortie To^+ et To^- , et une tension aux bornes du condensateur de lissage est transmise comme tension V_{out} .

Sur les dessins, I_p désigne un courant au primaire du transformateur 10 et I_s un courant au secondaire du transformateur 10, et V_G désigne une tension de pilotage de grille du transistor à effet de champ (qui correspond à une tension de commande provenant du circuit de commande 7).

On se réfère à la structure du circuit à découpage à structure isolée qui a les trois modes suivants de fonctionnement :

- (I) le mode de continuation de courant (voir figure 3),
- (II) le mode de limite de courant (voir figure 4), et

(III) le mode d'interruption de courant (voir figure 5).

Les figures 3 à 5 représentent schématiquement les formes d'onde respectives V_G , I_p et I_s depuis le haut.

5 D'abord, dans le mode de continuation de courant (I) la commande est exécutée de manière que l'élément de commutation 11 soit mis à l'état conducteur avant la décharge totale de l'énergie accumulée dans le transformateur 10, vers le secondaire de ce transformateur. En d'autres termes,
10 comme l'indique la figure 3, les courants I_p et I_s ne sont pas nuls au moment du début de la montée de la tension V_G .

Dans le mode de limite de courant (II) en outre, la commande est réalisée afin que l'élément 11 de commutation soit mis à l'état conducteur lorsque l'énergie accumulée
15 dans le transformateur 10 est totalement déchargée vers le secondaire du transformateur 10. En d'autres termes, comme l'indique la figure 4, l'élément 11 de commutation est mis à l'état conducteur lorsque le courant au secondaire I_s du transformateur 10 atteint une valeur nulle, et les deux
20 courants I_p et I_s atteignent une valeur nulle au début de la montée de la tension V_G .

Dans le mode d'interruption de courant (III), la commande est réalisée de manière que l'élément de commutation 11 soit mis à l'état conducteur après une période
25 d'interruption suivant la décharge totale de l'énergie accumulée dans le transformateur 10 vers le secondaire du transformateur 10. En d'autres termes, comme l'indique la figure 5, l'élément 11 de commutation est mis à l'état conducteur un certain temps après que le courant au secondaire
30 I_s du transformateur 10 a atteint une valeur nulle. Comme l'indique la référence TT sur les dessins, la période d'interruption est la durée comprise entre le moment où le courant au secondaire I_s du transformateur 10 atteint une valeur nulle et le moment auquel le courant au primaire I_p
35 du transformateur 10 commence à augmenter.

Dans le cas où l'on considère les pertes d'énergie pendant le temps de rétablissement en sens inverse de la diode de redressement 12 placée du côté du secondaire du

transformateur 10, l'élément de commutation 11 est mis à l'état conducteur lorsqu'un courant circule vers la diode 12 dans le mode de continuation de courant si bien que la diode 12 est mise à l'état de polarisation en sens inverse. En conséquence, une perte d'énergie est créée pendant le temps de rétablissement en sens inverse. D'autre part, dans le mode de limite de courant ou le mode d'interruption de courant, le courant de la diode de redressement 12 atteint une valeur nulle et l'élément de commutation 11 est alors mis à l'état conducteur. En conséquence, la perte d'énergie n'est pas créée pendant le temps de rétablissement en sens inverse. La perte totale pendant le temps de rétablissement en sens inverse de la diode 12 est proportionnelle à la fréquence de commutation (qui correspond à la fréquence du signal de commande de l'élément 11 de commutation). En mode de continuation de courant en conséquence, la perte d'énergie augmente lorsque la fréquence augmente.

On considère le rendement de l'ensemble du convertisseur continu-continu dans chacun des modes et il apparaît que le rendement électrique est élevé dans le mode de continuation de courant lorsque la fréquence de commutation est faible et que le rendement électrique est le plus grand dans le mode de limite de courant dans le cas d'une commutation à hautes fréquences de quelques centaines de kilohertz ou plus. Dans le mode d'interruption de courant, la perte à l'ouverture de l'élément de commutation 11 est accrue, et le rendement est donc inférieur à celui du mode de limite de courant du fait de l'influence du fonctionnement à la résonance pendant la période d'interruption.

Dans le cas où le convertisseur continu-continu à découpage à structure isolée doit être piloté à une fréquence élevée de commutation de quelques centaines de kilohertz ou plus, le rendement électrique le plus grand peut donc être obtenu par le fonctionnement en mode de limite de courant. A cet effet, il faut un circuit de réglage de la fréquence de commutation.

La figure 6 représente la structure du circuit convertisseur de tension continue de l'exemple 15 selon

l'invention, illustrant schématiquement les parties essentielles de la section de conversion continu-continu et d'une section de commande. Dans cet exemple, le procédé de commande utilisé est la modulation par impulsions de largeur variable (procédé destiné à modifier le coefficient d'utilisation d'une impulsion de commande), mais un procédé de modulation de fréquence d'impulsions (destiné à modifier la fréquence de l'impulsion de commande) peut aussi être utilisé. En outre, le transformateur 10 n'est pas essentiellement différent de la structure représentée sur la figure 2 en ce que les extrémités du primaire 10p et du secondaire 10s (la borne du côté de la fin d'enroulement du primaire 10p et la borne du côté du début d'enroulement du secondaire 10s) sont connectées au drain du transistor à effet de champ à canal N. Sur le dessin, la référence VDS indique la tension drain-source du transistor à effet de champ destiné à former l'élément de commutation 11, la référence VGS désigne la tension grille-source du transistor à effet de champ et la référence VS indique la tension au secondaire du transformateur 10.

Le dispositif 16 de commande assure la commande de l'élément de commutation 11 afin qu'il soit mis à nouveau à l'état conducteur lorsque l'énergie accumulée dans le transformateur 10 pendant la période de conduction de l'élément de commutation 11 est totalement transmise par le secondaire 10s pendant la période d'ouverture de l'élément de commutation 11. Plus précisément, le dispositif de commande 16 est destiné à assurer la commande en mode de limite de courant et il comprend les éléments suivants (les références entre parenthèses correspondent aux désignations) :

- section de détection de sortie (17),
- section de commande arithmétique (18),
- section de détection de synchronisation (19), et
- section génératrice d'onde variant progressivement (20).

La partie 17 de détection de sortie est destinée à détecter la tension de sortie ou le courant de sortie du transformateur 10. Dans cet exemple, la section 17 de

détection de sortie est destinée à constituer une section de détection de tension qui détecte la tension de sortie du transformateur 10 et qui est utilisée pour détecter la tension V_{out} de sortie du secondaire 10s du transformateur 10 par l'intermédiaire d'un circuit de redressement et de lissage (diode 12 et condensateur 13), et une tension détectée à l'aide d'une résistance de division de tension est transmise à la borne d'entrée négative (borne d'entrée d'inversion) d'un amplificateur d'erreur 21 dans un second étage par exemple.

L'amplificateur d'erreur 21 constitue la section de commande arithmétique 18 avec un comparateur 22 de modulation par impulsions de largeur variable dans le second étage et est destiné à régler la puissance d'une lampe à décharge (charge). Une tension prédéterminée de référence V_{REF} (indiquée par la marque de source de tension sur le dessin) est transmise à la borne d'entrée positive de l'amplificateur d'erreur 21. Plus précisément, la différence entre la tension détectée transmise par la section de détection de sortie 17 et la tension V_{REF} est obtenue et un signal d'erreur (tension de commande) est transmis à la borne d'entrée positive du comparateur 22 (section de comparaison).

Une onde variant progressivement (ou une onde en dents de scie) est transmise par la section 20 génératrice d'onde variant progressivement, décrite dans la suite, à la borne d'entrée négative du comparateur 22, et un signal sous forme d'impulsion d'onde rectangulaire (impulsions modulées par impulsions de largeur variable), obtenu par comparaison des niveaux d'un signal d'onde variant progressivement et d'un signal d'erreur transmis par l'amplificateur d'erreur 21, est transmis et parvient à la borne de commande de l'élément de commutation 11 (grille du transistor à effet de champ) par l'intermédiaire d'un circuit tampon 23. Le signal pulsé parvient aussi à un circuit de réglage de fréquence de la section 20 génératrice d'onde variant progressivement, décrite dans la suite.

Ainsi, la section de commande arithmétique 18 qui comprend l'amplificateur d'erreur 21 est destinée à transmettre un signal de commande à l'élément de commutation 11 lors de la réception d'un signal de détection transmis par la section 17 de détection de sortie et d'une onde variant progressivement transmise par la section 20 génératrice d'une onde variant progressivement.

La section 19 de détection de synchronisation est utilisée pour la détection du moment auquel le courant au secondaire I_s du transformateur 10 atteint une valeur nulle. En d'autres termes, en mode de limite de courant, il faut commander l'élément de commutation 11 afin qu'il soit mis à l'état conducteur lorsque l'énergie accumulée dans le transformateur 10 est totalement déchargée vers le secondaire. Pour cette raison, le temps de fin de décharge lié au courant secondaire I_s est détecté. Dans cet exemple, le transistor à effet de champ est utilisé comme élément de commutation 11. En conséquence, le temps de fin de décharge (auquel le courant I_s atteint une valeur nulle) lié au courant au secondaire d'après la forme d'onde de tension drain-source VDS est détecté. Il est aussi possible de détecter le temps en fonction de la tension V_s décrite précédemment. Cependant, le niveau de tension V_s crée des tensions positive et négative pour un potentiel de masse GND. En conséquence, des limiteurs de tension positive et négative sont nécessaires à l'entrée de signal d'une section de commande du second étage. De manière correspondante, la structure se complique légèrement. D'autre part, dans une configuration de circuit destiné à détecter la tension VDS, le niveau de cette tension VDS donne toujours une tension positive pour le potentiel de masse GND. En conséquence, un limiteur de tension dans le sens direct suffit et la structure peut donc être simplifiée.

La section 20 génératrice d'une onde qui varie progressivement (dans cet exemple, la section génératrice d'une onde variant progressivement modulée par impulsions de largeur variable) crée une onde variant progressivement à la réception d'un signal provenant de la section 19 de

détection de synchronisation et, en outre, modifie la fréquence de l'onde variant progressivement d'après la durée comprise entre le moment où le courant au secondaire du transformateur 10 atteint une valeur nulle et le moment
5 auquel le courant au primaire du transformateur 10 commence à circuler (correspondant à la longueur de la période d'interruption) (en d'autres termes, la fréquence de commutation est changée par réglage de la fréquence de l'onde variant progressivement afin que la période d'interruption
10 soit raccourcie). Dans cet exemple, la section génératrice 20 est constituée d'un circuit 24 de réglage de fréquence et d'un circuit 25 générateur d'une onde variant progressivement.

Le circuit 24 de réglage de fréquence crée un signal
15 de réglage de la fréquence de l'onde variant progressivement d'après un signal de commande provenant de la section 19 de détection de synchronisation et un signal de commande (impulsion modulée par impulsions de largeur variable) transmis par le comparateur 22, et transmet le même signal
20 au circuit générateur d'onde variant progressivement 25 dans le second étage.

Le circuit générateur d'onde variant progressivement 25 est utilisé pour la création d'une onde variant progressivement dont la fréquence est réglée de manière variable en
25 fonction du signal de commande transmis par le circuit de réglage de fréquence 24 et la transmission de l'onde variant progressivement à la borne d'entrée négative du comparateur 22.

Dans le circuit, une boucle de réaction est formée pour
30 le réglage de puissance. Par comparaison du niveau d'un signal d'erreur indiquant une erreur entre le niveau du signal de détection lié à la tension de sortie Vout et la tension de référence VREF de l'amplificateur d'erreur 21 avec une onde variant progressivement, le réglage du coefficient d'utilisation est effectué (le coefficient d'utili-
35 sation de l'impulsion modulée par impulsions de largeur variable et modifié), et le signal de sortie (impulsion modulée par impulsions de largeur variable) du comparateur

22 est transmis à l'élément de commutation 11 par le circuit tampon 23 si bien que le même élément 11 est piloté.

Ensuite, la fréquence de l'onde variant progressivement est réglée d'après un signal de détection de la section 19
5 de détection de synchronisation et de l'impulsion modulée par impulsions de largeur variable, afin qu'une opération de commutation soit réalisée en mode de limite de courant.

La figure 7 est un diagramme de formes d'onde permettant la description du fonctionnement, chaque marque sur le
10 dessin ayant la signification suivante.

Vramp = niveau du signal indiquant l'onde variant progressivement créée par le circuit du générateur 25

Verr = niveau du signal de sortie dans l'amplificateur d'erreur 21

15 Spwm = signal de sortie du comparateur 22 (impulsion modulée par impulsions de largeur variable), et

STT = signal représentatif du niveau élevé H pendant la période d'interruption et représentant une amplitude d'erreur temporelle pour le mode de limite de courant (la
20 période d'interruption est nulle).

Les paramètres VGS, VDS, Ip et Is ont déjà été décrits.

En outre, les temps t1 à t4 ont la signification suivante :

t1 = flanc antérieur du signal Spwm, auquel la tension
25 Vramp diminue pour être inférieure à la tension Verr

t2 = flanc postérieur du signal Spwm auquel la tension Vramp est égale à Verr

t3 = temps auquel le courant au secondaire Is atteint une valeur nulle

30 t4 = temps auquel le signal Spwm monte d'abord après le temps t3.

Une période d'erreur Te comprise entre les temps t3 et t4 équivaut à la période d'interruption.

Sur le dessin, Verr est mis à une valeur constante pour
35 la commodité de la description, et le niveau Vramp de l'onde variant progressivement commence à augmenter graduellement avec une pente constante au temps t1, et les signaux Spwm et

VGS diminuent aussi au temps t_2 auquel la tension V_{ramp} coïncide avec la tension V_{err} .

Pendant que le courant au primaire I_p augmente progressivement pendant la période t_1 à t_2 , le courant a
5 atteint une valeur nulle au temps t_2 .

Le courant au secondaire I_s s'élève au temps t_2 pour atteindre une certaine valeur puis diminue au cours du temps et atteint une valeur nulle au temps t_3 .

La tension V_{DS} augmente au temps t_2 puis diminue au
10 temps t_3 et n'atteint pas une valeur nulle immédiatement, mais converge avec une oscillation d'amortissement. La détection du flanc postérieur au temps t_3 lié à la tension V_{DS} permet de déterminer le début de la période d'erreur T_e . Ensuite, le signal $Spwm$ augmente au temps t_4 auquel la
15 tension V_{ramp} diminue rapidement pour atteindre une valeur inférieure à la tension V_{err} . Si le flanc est détecté en conséquence, la fin de la période d'erreur T_e peut être déterminée.

Dans cet exemple, la longueur de la période d'erreur
20 T_e n'est donc pas nulle. Pour cette raison, le mode d'interruption de courant est établi. Si la fréquence de l'onde variant progressivement modulée par impulsions de largeur variable est modifiée afin que la longueur de la période d'erreur soit approximativement nulle, l'opération de commu-
25 tation peut être exécutée finalement dans un état tel que cette même période est nulle, c'est-à-dire en mode de limite de courant, et le circuit de réglage de fréquence 24 peut assurer la commande correspondante.

Selon l'invention, la commande de pilotage est effec-
30 tuée en mode de limite de courant suivant le procédé indiqué par les paragraphes suivants (1) à (4).

(1) La fréquence d'une impulsion modulée par impulsions de largeur variable est initialisée au préalable à une
35 petite valeur telle que l'opération de commutation peut être exécutée d'abord en mode d'interruption de courant.

(2) La période d'interruption est mesurée (plus précisément la durée de la période d'erreur T_e est mesurée).

(3) La fréquence d'une onde variant progressivement est changée graduellement (la fréquence est augmentée) dans un sens tel que la durée de la période d'interruption diminue, et devient approximativement le mode de limite de courant (la durée de la période d'erreur T_e atteint une valeur nulle).

(4) Le fonctionnement est stabilisé en mode de limite de courant par commande selon les paragraphes (2) et (3).

Dans le paragraphe (3), la fréquence de l'onde variant progressivement n'est pas changée brutalement d'après la durée de la période d'interruption mesurée dans l'étape (2), mais la commande est réalisée afin que la fréquence augmente graduellement et que la durée de la période d'interruption diminue de plus en plus et devienne approximativement le mode de limite de courant voulu. Enfin, un fonctionnement stable peut être garanti dans le même mode.

On décrit maintenant un exemple de structure du circuit représentant essentiellement la section 20 génératrice de l'onde variant progressivement.

La figure 8 représente une structure ayant plusieurs sources de courant, un condensateur et un comparateur, comme exemple de structure du circuit 25 générateur de l'onde variant progressivement.

Les sources de courant I1 et I2 sont utilisées respectivement pour transmettre un courant de charge d'un condensateur 26, et la source de courant I1 est destinée à former une source de courant constant et la source de courant I2 une source de courant variable destinée à être commandée d'après un signal provenant du circuit 24 de réglage de fréquence. En d'autres termes, les sources I1 et I2 sont placées en parallèle pour être connectées au condensateur 26 et un courant total I qui est égal à la somme des courants des sources I1 et I2 est transmis au condensateur 26 placé en série avec les sources de courant dans un trajet de charge qui atteint le condensateur 26.

Un comparateur 27 à hystérésis est constitué à l'aide d'un amplificateur arithmétique 28 et il a une borne d'entrée d'inversion connectée à un noeud du condensateur 26

et aux sources de courant I1 et I2 (indiqué au point P sur le dessin), et une tension de référence E indiquée par la marque d'une source de tension constante est transmise à la borne d'entrée de non-inversion de l'amplificateur arithmétique 28 par une résistance 29. La borne d'entrée de non-inversion est mise à la masse par une résistance 30 et est connectée à la borne de sortie de l'amplificateur arithmétique 28 par une résistance 31.

Un transistor PNP 32 forme un circuit à charge d'émetteur permettant un fonctionnement à grande vitesse. Lorsque le transistor 32 conduit, le trajet de décharge du condensateur 26 est formé et le transistor 32 a un émetteur connecté au noeud P par une résistance 33. En outre, la base du transistor 32 est connectée à l'anode d'une diode 34 et la cathode de la diode 34 est connectée à la borne de sortie de l'amplificateur arithmétique 28. Dans le cas où le potentiel électrique au noeud P dépasse une valeur de seuil déterminée dans le comparateur à hystérésis 27, le transistor 32 est mis à l'état conducteur par un signal provenant de l'amplificateur arithmétique 28 si bien que le condensateur 26 se décharge. La diode 34 est destinée à protéger contre une tension de retour appliquée entre la base et l'émetteur du transistor PNP 32.

Comme l'indique le dessin, la tension aux bornes du condensateur 26, obtenue à partir du noeud P, équivaut à la tension V_{ramp} indiquée précédemment, et parvient comme tension d'onde variant progressivement au comparateur 22 modulé par impulsions de largeur variable.

La figure 9 est un diagramme de formes d'onde permettant la description du fonctionnement du circuit 25 générateur de l'onde variant progressivement. Sur la figure 9, le dessin supérieur représente la forme d'onde V_{ramp} lorsque la valeur du courant obtenu de la source du courant I2 est petite, et le dessin inférieur représente la forme d'onde de la tension V_{ramp} lorsque la valeur du courant obtenu de la source de courant I2 est élevée. Sur ce dessin, les références V_{TH} et V_{TL} désignent des valeurs de seuil déterminées par le comparateur à hystérésis 27 (valeurs de référence de

comparaison constante), et la référence VTH indique un seuil de limite supérieure et la référence VTL un seuil de limite inférieure.

5 D'abord, lorsque la valeur du courant obtenu de la source de courant I₂ est petite, un courant de charge destiné au condensateur 26 et déterminé par le courant total I formé de la somme de courants des sources I₂ et I₁ est relativement faible, si bien que la pente de l'onde variant progressivement est petite. Lorsque la tension Vramp atteint
10 la valeur VTH, le signal de sortie de l'amplificateur arithmétique 28 est mis à un faible niveau L. En conséquence, le transistor 32 est mis à l'état conducteur et le condensateur 26 se décharge. Ainsi, lorsque la tension Vramp diminue rapidement pour atteindre le seuil VTL, le signal de sortie
15 de l'amplificateur arithmétique 28 est mis à un niveau élevé H. En conséquence, le transistor 32 est mis à l'état non conducteur et le condensateur 26 se charge sous l'action des courants des sources I₂ et I₁ et la tension Vramp s'élève à nouveau. Ainsi, le cycle se répète périodiquement.

20 Dans ce cas, la pente de l'onde variant progressivement est petite. Il apparaît que la fréquence est faible, par comparaison avec le dessin inférieur.

Si la valeur du courant obtenu de la source de courant I₂ est élevée en outre, un courant de charge destiné au
25 condensateur 26 et déterminé par le courant total I est relativement élevé, si bien que la pente de l'onde variant progressivement augmente rapidement. Lorsque la tension Vramp atteint le seuil VTH, le signal de sortie de l'amplificateur arithmétique 28 est mis à un faible niveau L. En
30 conséquence, le transistor 32 est mis à l'état conducteur et le condensateur 26 se décharge. Ainsi, lorsque la tension Vramp tombe rapidement et atteint le seuil inférieur VTL, le signal de sortie de l'amplificateur arithmétique 28 est mis au niveau élevé H. Le transistor 32 est donc mis à l'état
35 non conducteur et le condensateur 26 est chargé par les courants des sources I₂ et I₁ et la tension Vramp s'élève à nouveau. Un tel cycle se répète périodiquement.

Dans ce cas, la pente de l'onde variant progressivement est grande. Il apparaît que la fréquence est élevée, par comparaison avec le dessin supérieur.

5 La pente de l'onde variant progressivement est modifiée par changement de la valeur du courant de la source I2 si bien que la fréquence peut varier.

10 Bien qu'on ait utilisé une configuration dans laquelle la valeur du courant de la source I1 est constante et celle de la source I2 est modifiée dans l'exemple, la source de courant I2 peut être seule incorporée et peut modifier la valeur du courant en fonction d'un signal provenant du circuit 24 de réglage de fréquence.

La figure 10 représente un exemple particulier de circuit générateur d'onde variant progressivement 25.

15 Un circuit miroir de courant formé par des transistors PNP 35 et 36 est utilisé comme source de courant I1, et les émetteurs des transistors 35 et 36 sont connectés à une borne d'alimentation 37 par des résistances respectives. Les bases des transistors 35 et 36 sont connectées mutuellement et sont connectées au collecteur du transistor 35 et, en
20 outre, sont mises à la masse par une résistance 38 et une résistance variable 39 (pour le réglage d'une valeur de courant). En outre, le collecteur du transistor 36 est connecté au condensateur 26 et est connecté à une borne
25 d'entrée d'inversion de l'amplificateur arithmétique 28 constituant le comparateur à hystérésis 27.

Un circuit miroir de courant formé par les transistors PNP 40 et 41 est utilisé comme source de courant variable I2 et les émetteurs des transistors 40 et 41 sont connectés à
30 la borne d'alimentation 37 par les résistances respectives. Les bases des transistors 40 et 41 sont connectées mutuellement et sont connectées au collecteur du transistor 40. Le collecteur du transistor 40 est connecté par une résistance 42 à la borne de sortie d'un amplificateur arithmétique qui
35 constitue un amplificateur d'erreur décrit dans la suite. En outre, le collecteur du transistor 41 est connecté au noeud P par une diode 43 dans le sens direct.

La relation de connexion du transistor 32 de la diode 34 à l'amplificateur arithmétique 28 est la même que sur la figure 8. En outre, une tension de référence destinée à la borne d'entrée de non-inversion de l'amplificateur arithmétique 28 est obtenue des résistances de division de tension 29 et 30. Un circuit miroir de courant formé par les transistors PNP 44 et 45 est placé dans l'étage de sortie de l'amplificateur arithmétique 28, et le collecteur du transistor 44 est connecté à la borne de sortie de l'amplificateur arithmétique 28 et à la cathode de la diode 34.

La figure 11 représente un exemple de la structure du circuit de réglage de fréquence 24 avec une partie du même circuit, destiné à illustrer la relation avec le circuit générateur d'onde variant progressivement 25 (les sources de courant I1 et I2 et le condensateur 26).

Un signal de détection S19 représenté sur le dessin est un signal obtenu par la section 19 de détection de synchronisation. Plus précisément, cette section 19 de détection de synchronisation détecte une tension liée à l'élément de commutation 11 (tension appliquée aux bornes sans commande, VDS dans le transistor à effet de champ) et détecte le moment auquel le courant au secondaire du transformateur atteint une valeur nulle, d'après la forme d'onde de tension. Dans cet exemple, le signal S19 indique le niveau élevé au moment auquel le courant secondaire Is atteint une valeur nulle. Le signal peut être obtenu par détection du flanc postérieur de la tension VDS et il est transmis à une borne d'entrée de signal d'horloge CLK d'une bascule D 46.

Dans la bascule D 46, une tension prédéterminée est transmise à une borne D et une borne de préréglage (indiquée par la référence \overline{PR} sur le dessin) et en outre un signal NON (indiqué par \overline{Spwm} sur le dessin) du signal Spwm représentant une onde d'impulsion modulée par impulsions de largeur variable est transmis à une borne de rétablissement (indiquée par \overline{R} sur le dessin). Plus précisément, lorsque le signal Spwm atteint un niveau élevé H, la bascule D 46 est rétablie.

Les deux sources de courant repérées par les références I3 et I4 sont des sources de courant constant, et la source I4 est connectée à la source I3 par un élément de commutation 47 (indiqué par une marque de commutateur sur le dessin). La source de courant I4 a une valeur du courant supérieure à celle de la source I3 (lorsque les valeurs des courants des sources de courant sont appelées I3 et I4, on a la relation $I3 < I4$).

Un transistor est utilisé comme élément de commutation 47 par exemple et son état de conduction ou non est défini par réception d'un signal de sortie \bar{Q} de la bascule D 46. Plus précisément, lorsque la sortie \bar{Q} transmet un signal de niveau élevé H (ou la sortie Q un signal de niveau L), l'élément de commutation 47 est mis à l'état conducteur.

Un condensateur 48 a une première extrémité connectée entre la source de courant I3 et l'élément de commutation 47 et son autre extrémité est à la masse. Le condensateur 48 est destiné à transformer en une tension une amplitude d'erreur temporelle qui correspond à la durée de la période d'interruption (obtenue par réglage du fonctionnement en mode de limite de courant avec une référence nulle et équivalent à la durée de la période d'erreur). En d'autres termes, la source de courant I3 est utilisée pour la charge du condensateur 48 et la source de courant I4 est utilisée pour la décharge du condensateur 48. Lorsque l'élément 47 de commutation est mis à l'état non conducteur (période d'erreur), la tension aux bornes du condensateur 48 s'élève. Lorsque l'élément de commutation 47 est mis à l'état conducteur, la tension aux bornes du condensateur 48 diminue.

La tension aux bornes du condensateur 48 est transmise à un circuit tampon 49 de tension. La borne de sortie de ce circuit tampon 49 est connectée à l'une des extrémités d'une résistance 50, et l'autre extrémité de cette résistance 50 est mise à la masse par l'intermédiaire d'un condensateur 51 et transmet un signal à la borne d'entrée négative d'un amplificateur d'erreur 52. Une tension prédéterminée de référence V_{ref} indiquée par une marque de source de tension est transmise à la borne d'entrée positive de

l'amplificateur d'erreur 52, et la différence (erreur) entre la tension aux bornes du condensateur 51 et la tension V_{ref} est transmise par la borne de sortie à la source de tension I2. Plus précisément, si l'erreur est plus grande, l'intensité du courant de la source I2 augmente. En conséquence, la fréquence de l'onde variant progressivement modulée par impulsions de largeur variable est accrue.

Sur le dessin, les sources I1, I2, le condensateur 26 et la section de commande 25a (comportant le comparateur à hystérésis 27) sont représentés comme étant les éléments du circuit 25 générateur de l'onde variant progressivement.

La figure 12 est un diagramme de formes d'onde permettant la description du fonctionnement du circuit 24 de réglage de fréquence et représentant les paramètres VDS, STT, V_{ramp} , V_{c48} et V_{c51} . V_{c48} indique la tension aux bornes du condensateur 48 et V_{c51} la tension aux bornes du condensateur 51, et les niveaux de tension V_{48} et V_{51} indiqués en traits interrompus correspondent aux tensions appliquées lors du fonctionnement en mode de limite de courant. En outre, la référence STT correspond au signal de sortie Q de la bascule D 46.

Comme indiqué dans la procédure (1), la fréquence de l'impulsion modulée par impulsions de largeur variable est préréglée à une faible valeur afin que le fonctionnement soit exécuté en mode d'interruption de courant à l'état initial (état initial à un état stationnaire qui exclut l'étape précoce d'allumage d'une lampe à décharge). En d'autres termes, la fréquence d'une onde variant progressivement est définie d'après la valeur du courant total $I (= I_1 + I_2)$ des sources de courant I1 et I2 dans le circuit générateur d'onde variant progressivement 25, et la source de courant variable I2 est réglée par le signal de sortie de l'amplificateur d'erreur 52. En conséquence, il est avantageux que la plus petite valeur du courant de la source I2 et que la valeur du courant de la source I1 soient établies respectivement pour la mise du fonctionnement en mode d'interruption de courant lorsque le courant I destiné au condensateur 26 a sa valeur la plus petite.

Le signal STT monte en synchronisme avec la descente de la tension VDS qui équivaut au temps nécessaire pour que le courant au secondaire I_s du transformateur 10 atteigne une valeur nulle, et le signal de la sortie Q de la bascule D 46 est mis à un niveau élevé H après réception du signal STT. Lorsque l'impulsion Spwm monte alors (durée de descente de l'onde variant progressivement), la bascule D 46 est rétablie si bien que le signal de la sortie Q passe à un faible niveau L. En d'autres termes, cette période équivaut à la période d'erreur T_e et sa durée indique une amplitude d'erreur temporelle.

L'élément de commutation 47 est commandé par tout ou rien lors de la réception du signal de sortie \bar{Q} de la bascule D 46. En conséquence, l'élément de commutation 47 est mis à l'état non conducteur pendant la période d'erreur et le condensateur 48 se charge si bien que la tension V_{c48} s'élève. En outre, l'élément de commutation 47 est mis à l'état conducteur pendant une période autre que la période d'erreur et le condensateur 48 se décharge (on obtient la relation $I_3 < I_4$), si bien que la tension V_{c48} diminue graduellement. Pendant que cette opération se répète, le niveau de la tension V_{c51} diminue graduellement. En d'autres termes, l'amplitude d'erreur temporelle transformée en une tension dans le condensateur 48 est transmise par le circuit tampon de tension 49 à la résistance 50 et au condensateur 51 qui constituent un circuit d'intégration, et la valeur du courant de la source du courant variable est réglée d'après la différence entre les tension V_{c51} et V_{ref} . En conséquence, la fréquence de l'onde variant progressivement modulée par impulsions de largeur variable est modifiée. Lorsque le niveau de la tension V_{c51} est élevé et sa différence avec V_{ref} est grande, la valeur du courant de la source I_2 augmente si bien que la fréquence de l'onde variant progressivement augmente. De cette manière, la durée de la période d'erreur indiquée par le signal STT diminue graduellement. Enfin, la tension V_{c51} atteint le niveau de tension V_{51} pendant le fonctionnement en mode de limite de courant et permet un fonctionnement stable dans ce mode.

On se réfère maintenant à l'amplitude d'erreur temporelle qui équivaut à la durée de la période d'interruption et, ainsi, à une période comprise entre le moment auquel le courant I_s atteint une valeur nulle et le moment auquel le courant I_p commence à augmenter, et le courant I (I_2 dans cet exemple) destiné au condensateur 26 du circuit 25 générateur d'onde variant progressivement est modifié de façon correspondante afin qu'il règle l'onde variant progressivement et la fréquence de l'impulsion modulée par impulsions de largeur variable créée à partir de l'onde variant progressivement et du signal de sortie de l'amplificateur d'erreur. Une opération de commutation peut donc être exécutée dans le mode de limite de courant. La fréquence de l'onde variant progressivement modulée par impulsions de largeur variable ne doit pas être déterminée au moment correspondant au niveau de la tension V_{c51} . Il est donc avantageux que la fréquence augmente graduellement pour se rapprocher de la fréquence en mode de limite de courant en fonction du résultat de l'opération de détermination d'erreur réalisée plusieurs fois, et soit finalement verrouillée en fréquence dans ce même mode (bien que le mode d'interruption de courant soit établi à un stade précoce au début du fonctionnement, la fréquence de commutation est modifiée afin qu'elle se rapproche graduellement de celle du mode de limite de courant et que ce mode soit exécuté).

Le circuit 24 de réglage de fréquence détecte la durée (période d'interruption) comprise entre le moment où le courant secondaire I_s du transformateur 10 atteint une valeur nulle et le moment auquel le courant primaire du transformateur 10 commence à circuler, d'après le signal de détection S_{19} transmis par la section 19 de détection de synchronisation et le signal de commande $Spwm$ transmis à la l'élément de commutation, et il règle la fréquence de l'onde variant progressivement par changement de la pente de cette onde qui augmente lorsque la période s'allonge.

Il est préférable que le réglage de la transition au mode de limite de courant et la commande de pilotage dans ce mode soient réalisés à un état d'éclairage stable d'une

lampe à décharge lors de l'application à un circuit d'éclairage à lampe à décharge. En d'autres termes, l'état d'éclairage stable a pour signification d'exclure un état instable obtenu juste après l'allumage de la lampe à décharge et un état transitoire précédent l'éclairage stable est exécuté. La commande n'est pas recommandée dans cette situation car l'état d'éclairage de la lampe à décharge peut devenir instable et la lampe à décharge peut s'éteindre.

La figure 13 représente un exemple d'une structure particulière du circuit 24 de réglage de fréquence.

La tension VDS du transistor à effet de champ destiné à former l'élément de commutation 11 est transmise à la base d'un transistor PNP 53 fonctionnant à charge d'émetteur (et le collecteur est à la masse) par l'intermédiaire d'une résistance 54 et d'une diode 55. En outre, une tension prédéterminée d'alimentation est transmise à l'émetteur du transistor 53 par une résistance 56, et un signal de sortie d'émetteur est transmis à la borne d'entrée de signal d'horloge CLK de la bascule D 46 par l'intermédiaire d'une porte NON 57 du type d'une bascule de Schmitt. Plus précisément, lorsque la tension VDS est établie au faible niveau L, le transistor 53 est mis à l'état conducteur si bien qu'un signal de niveau élevé H est transmis à la borne d'entrée CLK de la bascule D 46. Un limiteur est formé par le transistor 53 à charge d'émetteur pour le pilote d'un convertisseur continu-continu à l'aide d'un élément de commutation à grande vitesse.

On se réfère maintenant à l'impulsion Spwm modulée par impulsions de largeur variable ; un transistor NPN 58 à charge d'émetteur est destiné à transmettre un signal de sortie d'émetteur à la borne de rétablissement de la bascule D 46 par l'intermédiaire d'une porte NON 59 du type d'une bascule de Schmitt.

La source de courant I3 est constituée par un circuit miroir de courant et réalisée à l'aide de transistors PNP 60 et 61, et l'émetteur de chacun des transistors 60 et 61 est connecté à une borne d'alimentation par l'intermédiaire de chaque résistance. Les bases des transistors 60 et 61 sont

connectées mutuellement et sont connectées au collecteur du transistor 60 et, en outre, sont mises à la masse par l'intermédiaire d'une résistance 62, et le condensateur 48 est connecté au collecteur du transistor 61.

5 En outre, la source de courant I4 est constituée par un circuit miroir de courant ayant des transistors PNP 63 et 64, et une tension prédéterminée V_{ref} (indiquée par une
10 marque de source de tension constante sur le dessin) est transmise à l'émetteur de chacun des transistors 63 et 64 par l'intermédiaire d'une résistance qui leur est connectée.
15 Les bases des transistors 63 et 64 sont connectées mutuellement et sont connectées au collecteur du transistor 64, et ce collecteur est connecté à une borne d'alimentation par une résistance 65. En outre, le collecteur du transistor 63 est connecté à un noeud du condensateur 48 et au transistor 61.

20 Un transistor PNP 66 est incorporé afin qu'il corresponde à l'élément de commutation 47. En d'autres termes, le transistor 66 a une base connectée à la borne de sortie \bar{Q} de la bascule D 46 par une résistance 67 et a un émetteur connecté aux bases des transistors 63 et 64. Une tension prédéterminée V_{ref} indiquée par une marque de source de tension constante est transmise au collecteur du transistor 66.

25 Le circuit tampon de tension 49 a une structure de circuit suiveur de tension comprenant un amplificateur arithmétique 68, et un circuit intégrateur qui comprend la
30 résistance 50 et le condensateur 51 est incorporé à un étage de sortie correspondant. La tension aux bornes du condensateur 51 est transmise par une résistance à la borne d'entrée d'inversion d'un amplificateur arithmétique 69 constituant l'amplificateur d'erreur 52.

35 La source de courant variable I2 est constituée par un circuit miroir de courant comprenant les transistors PNP 40 et 41, comme décrit précédemment, et la borne de sortie de l'amplificateur arithmétique 69 est connectée au collecteur du transistor 40 et aux bases des transistors 40 et 41 par la résistance 42. Le collecteur du transistor 41 est

connecté au condensateur 26 par la diode 43 dans le sens direct.

On se réfère maintenant à la tension de référence V_{ref} destinée à être transmise à la borne d'entrée de non-inversion de l'amplificateur arithmétique 69 ; un circuit
5 miroir de courant qui comprend une paire de transistors PNP 70 et 71 et une paire de transistors NPN 72 et 73 et un élément passif nécessaire sont utilisés pour cette borne d'entrée de non-inversion.

10 Comme décrit précédemment, la commande de pilotage commence à un état dans lequel le mode d'interruption de courant est initialisé et la durée comprise entre le moment auquel le courant secondaire I_s du transformateur 10 atteint
15 une valeur nulle et le moment le courant primaire I_p du transformateur 10 commence à circuler est détectée, et la fréquence de commutation est changée par le dispositif de réglage afin que cette durée soit raccourcie. Ainsi, le rapprochement du mode de limite de courant est exécuté progressivement de manière qu'une commande stable de
20 pilotage puisse être finalement exécutée dans ce mode.

Grâce au fonctionnement en mode de limite de courant en outre, la caractéristique (rendement électrique) de l'ensemble du circuit de conversion continu-continu n'est pas influencée par le temps de rétablissement en sens
25 inverse d'une diode de redressement elle-même. En conséquence, il n'est pas nécessaire d'utiliser une diode de redressement à grande vitesse. Le coût peut donc être réduit.

Par exemple, la structure est appliquée à un circuit
30 d'allumage de lampe à décharge d'une unité d'éclairage d'automobile, et permet une réduction de la dimension du dispositif. Plus précisément, comme l'espace d'installation utilisé est limité dans un véhicule, il est nécessaire de réduire cette dimension. Pour cette raison, l'élévation de
35 fréquence et l'augmentation du rendement du circuit de conversion continu-continu constituant le circuit d'éclairage sont indispensables et peuvent être obtenues grâce au procédé de réglage décrit précédemment.

Comme l'indique la description qui précède, dans un premier aspect de l'invention, la fréquence de commutation est réglée afin que la durée comprise entre le moment où le courant secondaire du transformateur atteint une valeur nulle et le moment où le courant primaire du transformateur commence à circuler se rapproche d'une valeur nulle. En conséquence, la commande de pilotage en mode de limite de courant peut être exécutée pour la solution du problème posé par l'augmentation de fréquence de commutation et accroît le rendement électrique. Il n'est pas nécessaire d'utiliser un élément de commutation fonctionnant à grande vitesse. L'augmentation de coût peut donc être empêchée remarquablement.

Dans le second aspect de l'invention, il est possible d'obtenir le signal de commande destiné à l'élément de commutation par détection du moment où le courant secondaire du transformateur atteint une valeur nulle, avec réglage de la fréquence d'une onde variant progressivement et transmission de cette onde à la section de commande arithmétique. Il est donc possible d'éviter un changement important de la structure du circuit et du procédé de commande.

Dans le troisième aspect de l'invention, la structure du circuit de la section de détection de synchronisation peut être simplifiée.

Dans le quatrième aspect de l'invention, il est possible de régler la fréquence de l'onde variant progressivement afin qu'elle corresponde à la durée comprise entre le moment où le courant secondaire du transformateur atteint une valeur nulle et le moment où le courant primaire du transformateur commence à circuler. Il est donc possible d'exécuter progressivement la transition au mode de limite de courant.

Bien entendu, diverses modifications peuvent être apportées par l'homme de l'art aux circuits qui viennent d'être décrits uniquement à titre d'exemple non limitatif sans sortir du cadre de l'invention.

REVENDICATIONS

1. Circuit de conversion de tension continue ayant une structure de circuit à découpage de type isolé comprenant un transformateur (10) et un élément de commutation (11) placé du côté du primaire, et comprenant un dispositif (7) de commande destiné à assurer une commande telle que le transformateur (10) accumule de l'énergie lorsque l'élément de commutation est à l'état conducteur et transmet de l'énergie par un secondaire lorsque l'élément de commutation est à un état ouvert, et l'élément de commutation (11) est mis à l'état conducteur lorsque l'énergie a été transmise en totalité par le secondaire, caractérisé en ce que la durée comprise entre le moment où le courant au secondaire (10s) du transformateur atteint une valeur nulle et le moment auquel le courant au primaire (10p) du transformateur commence à circuler est détecté, et la fréquence de commutation est modifiée par le dispositif de commande (7) afin que cette durée soit réduite.
2. Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comporte en outre :
- une section (17) de détection d'un signal de sortie destinée à détecter la tension ou le courant du signal de sortie du transformateur,
 - une section (19) de détection de synchronisation destinée à détecter le moment auquel le courant au secondaire du transformateur atteint une valeur nulle,
 - une section (20) génératrice d'une onde variant progressivement destinée à créer une onde variant progressivement dont la fréquence est réglée de manière variable d'après un signal de détection transmis par la section de détection de synchronisation et un signal de commande transmis à l'élément de commutation, et
 - une section de commande arithmétique destinée à transmettre un signal de commande à l'élément de commutation après réception d'un signal de détection de la section de détection de signal de sortie et de l'onde variant progressivement de la section génératrice d'une onde variant progressivement.

3. Circuit selon la revendication 2, caractérisé en ce que la tension appliquée à l'élément de commutation (11) est détectée, et la section (19) de détection de synchronisation détecte, sur une forme d'onde de tension, le moment auquel
5 le courant au secondaire (10s) du transformateur atteint une valeur nulle.

4. Circuit selon l'une des revendications 2 et 3, caractérisé en ce qu'il comprend un circuit (24) de réglage de fréquence destiné à régler la fréquence de l'onde variant progressivement par détection de la durée comprise entre le
10 moment où le courant au secondaire (10s) du transformateur atteint une valeur nulle et le moment auquel le courant au primaire (10p) du transformateur commence à circuler, d'après le signal de détection provenant de la section de
15 détection de synchronisation et le signal de commande transmis à l'élément de commutation, et à changer la pente de l'onde variant progressivement afin qu'elle augmente lorsque la durée s'allonge.

FIG. 1

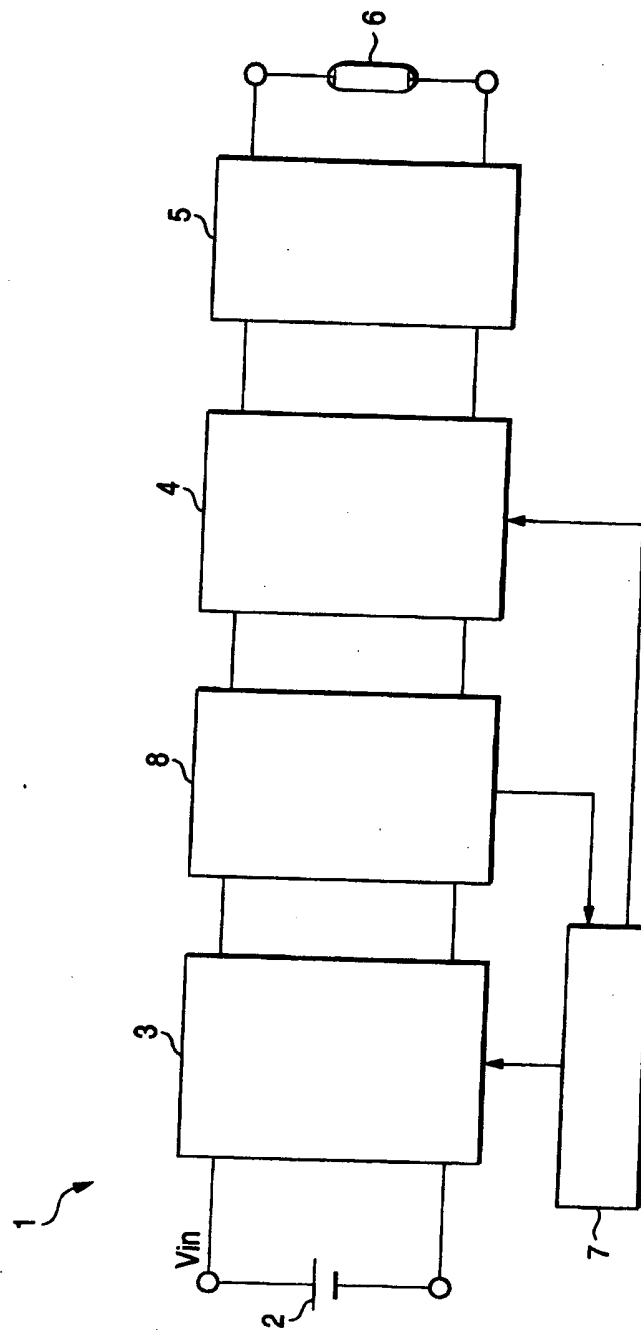


FIG. 2

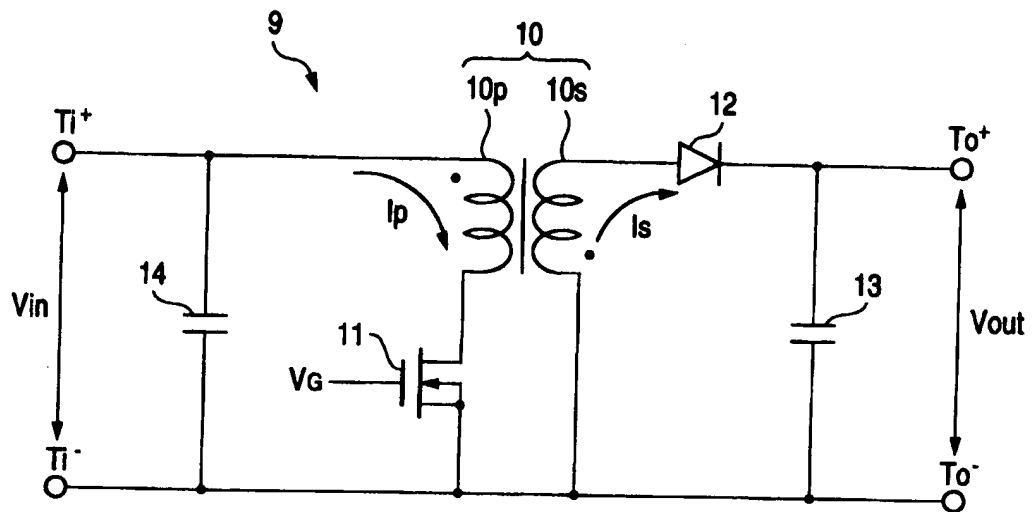
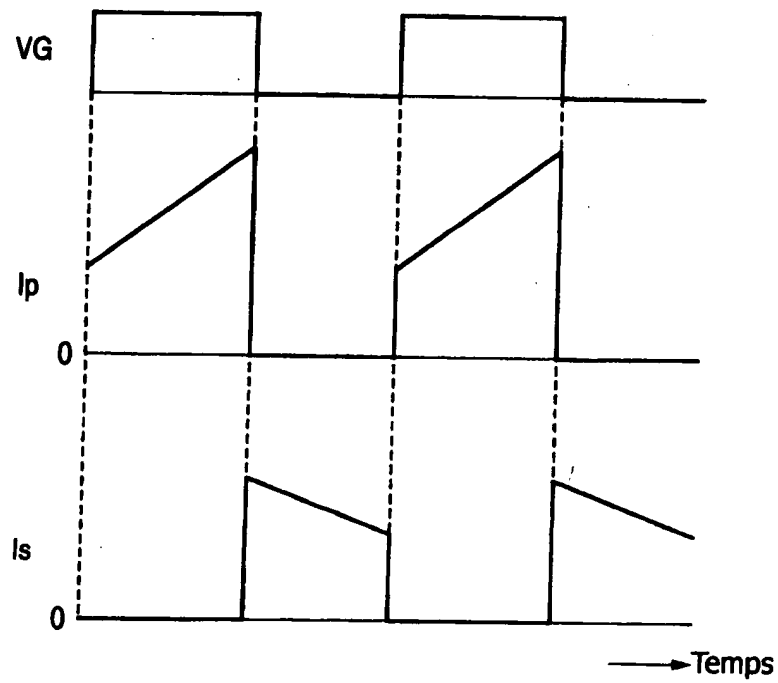


FIG. 3



3/10

FIG. 4

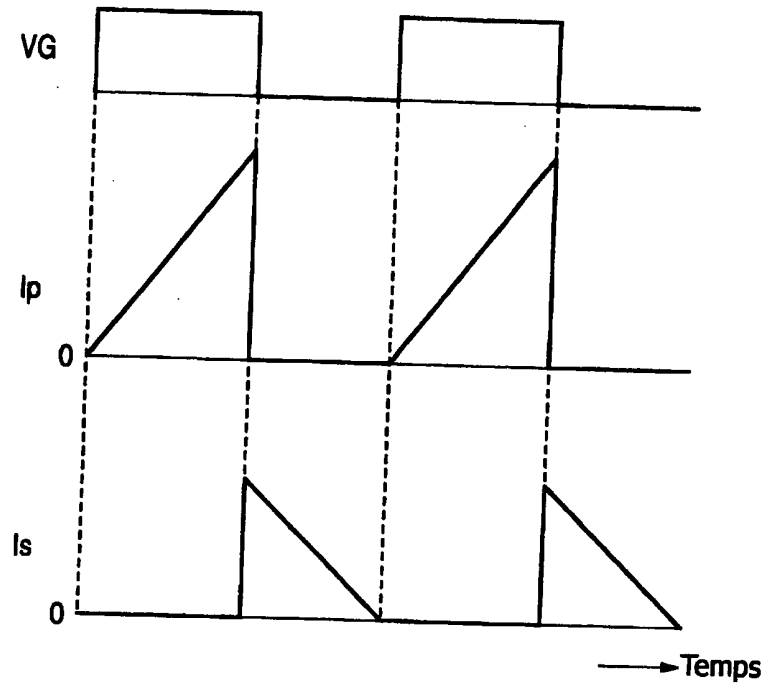


FIG. 5

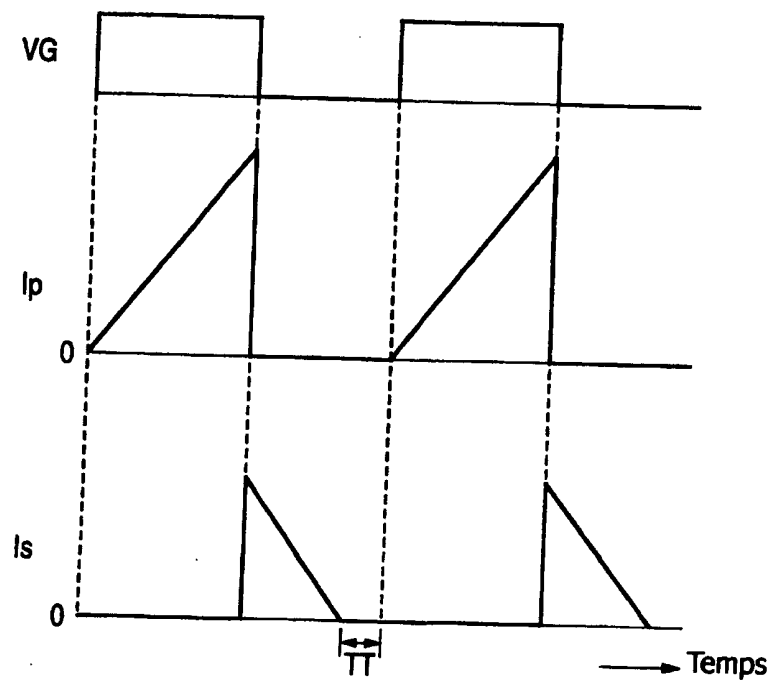


FIG. 6

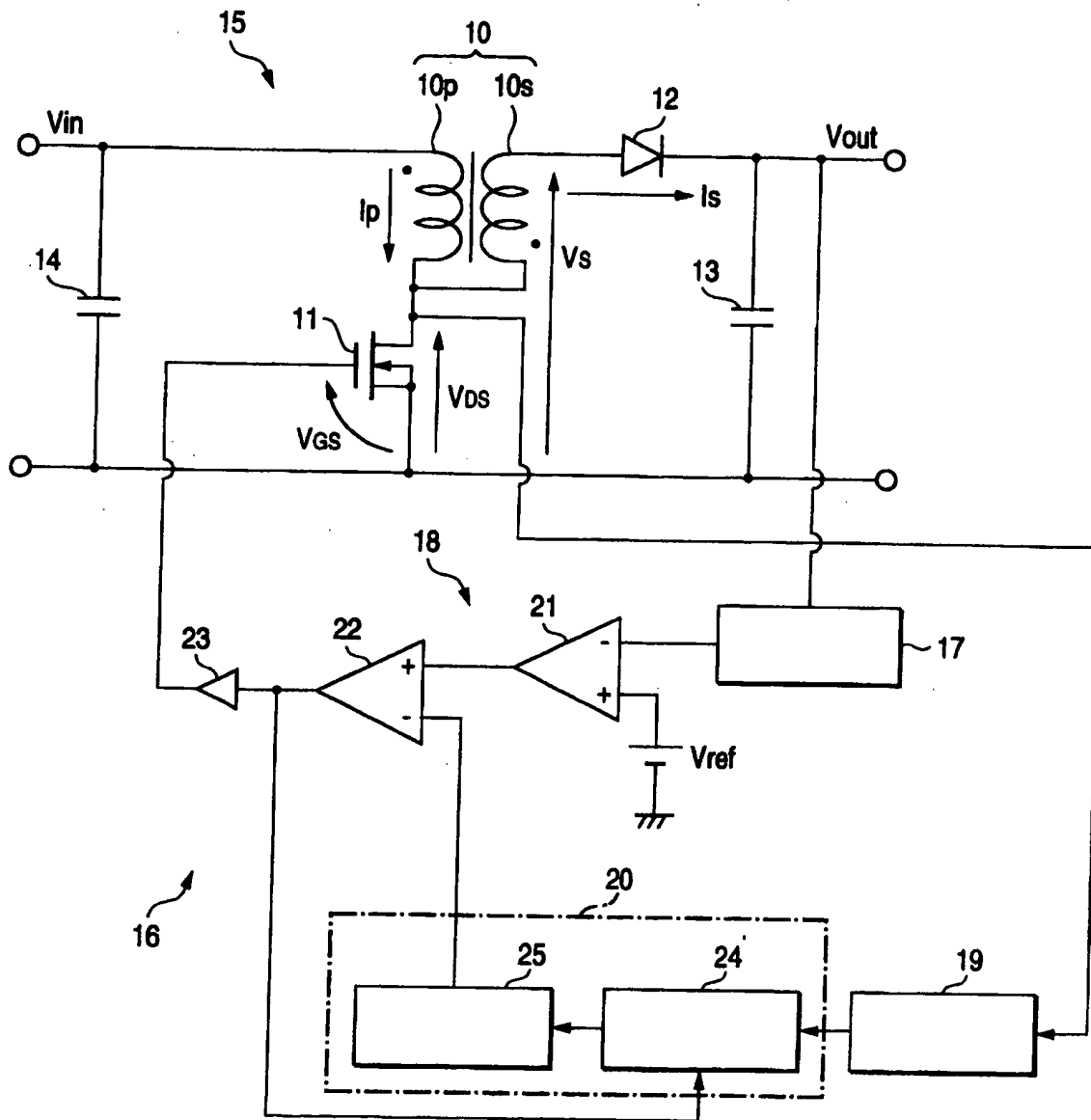


FIG. 7

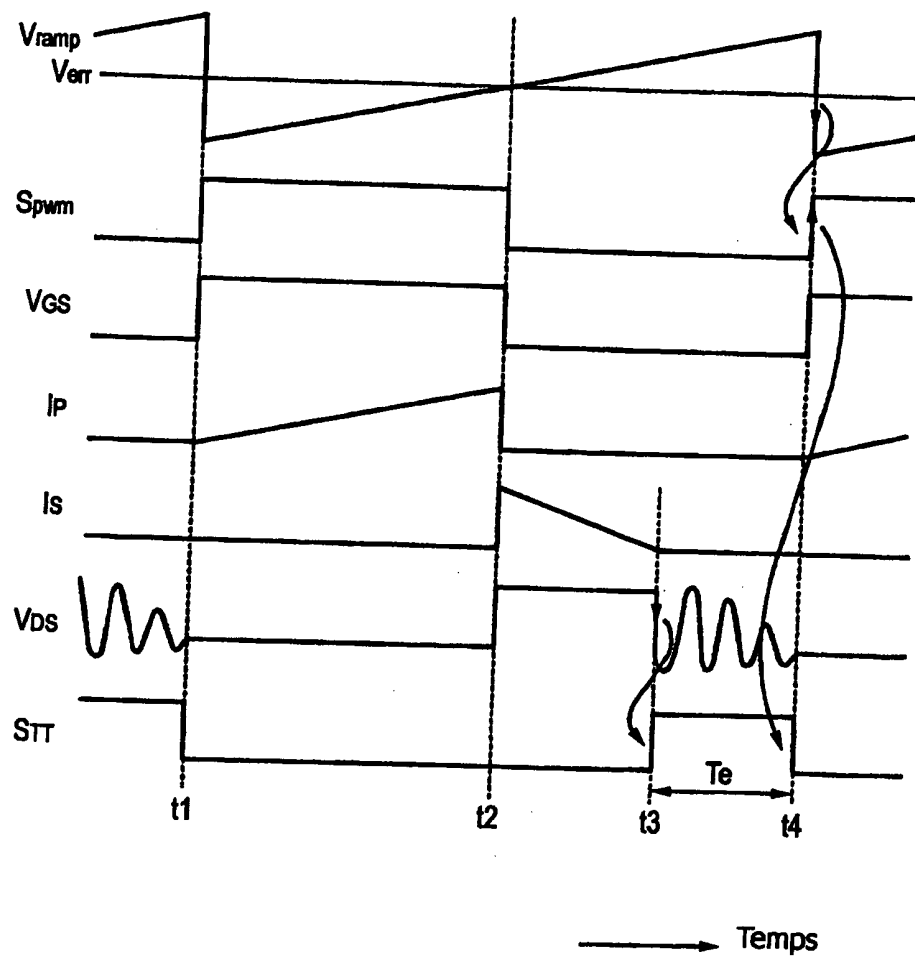
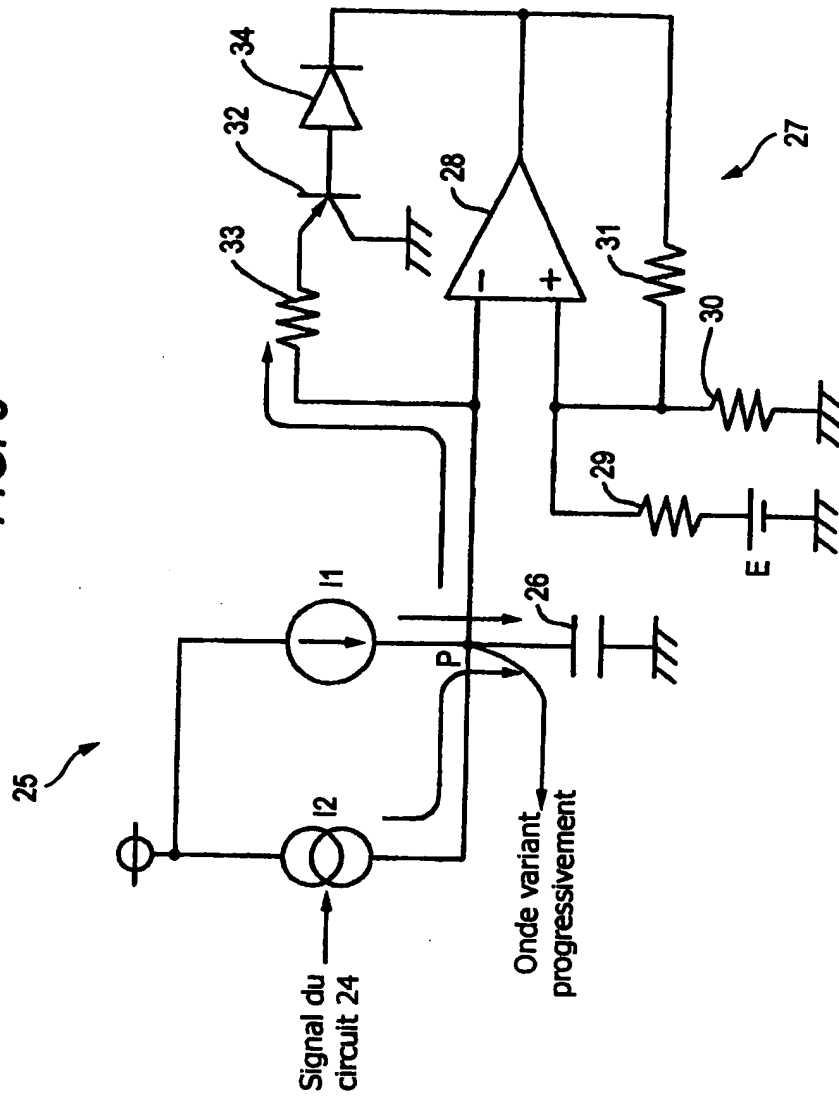


FIG. 8



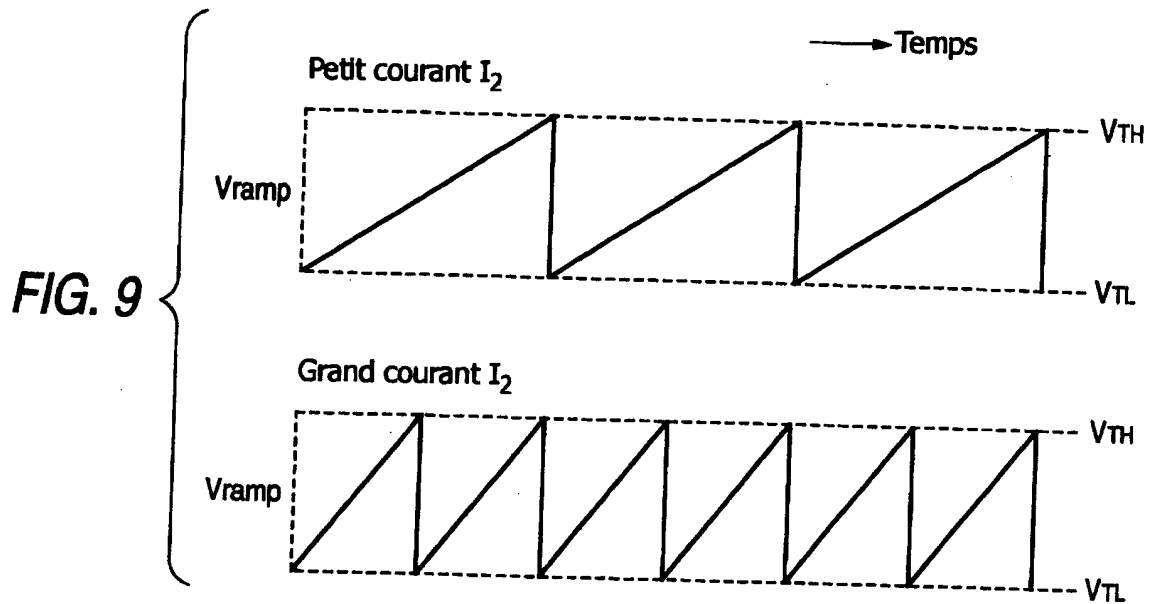
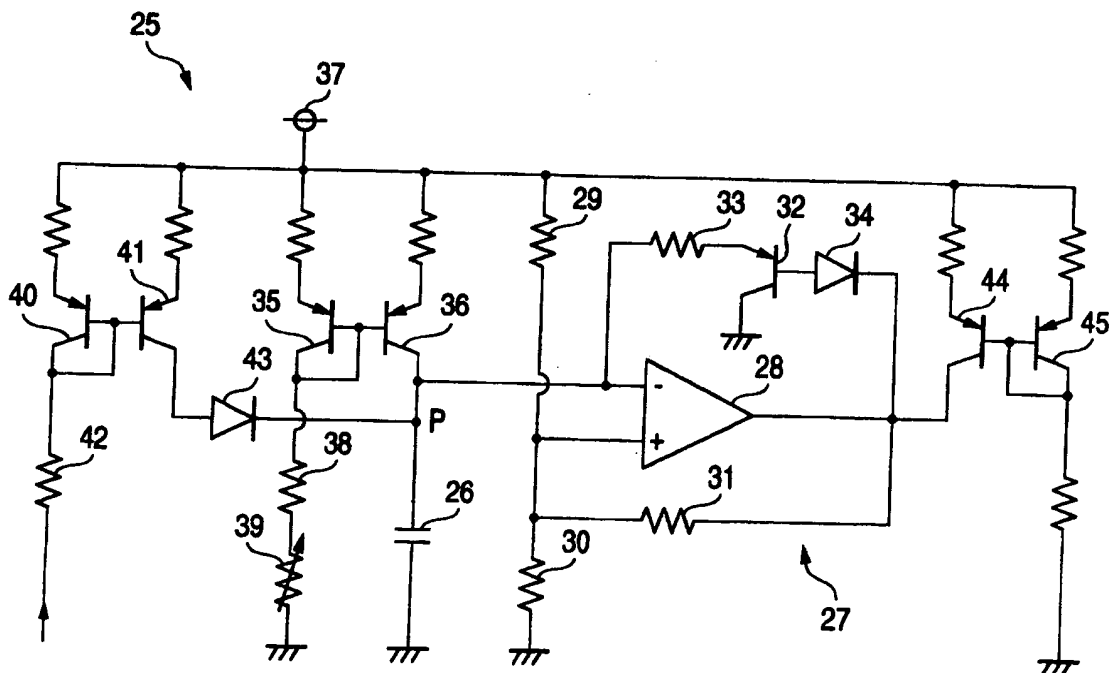
**FIG. 10**

FIG. 11

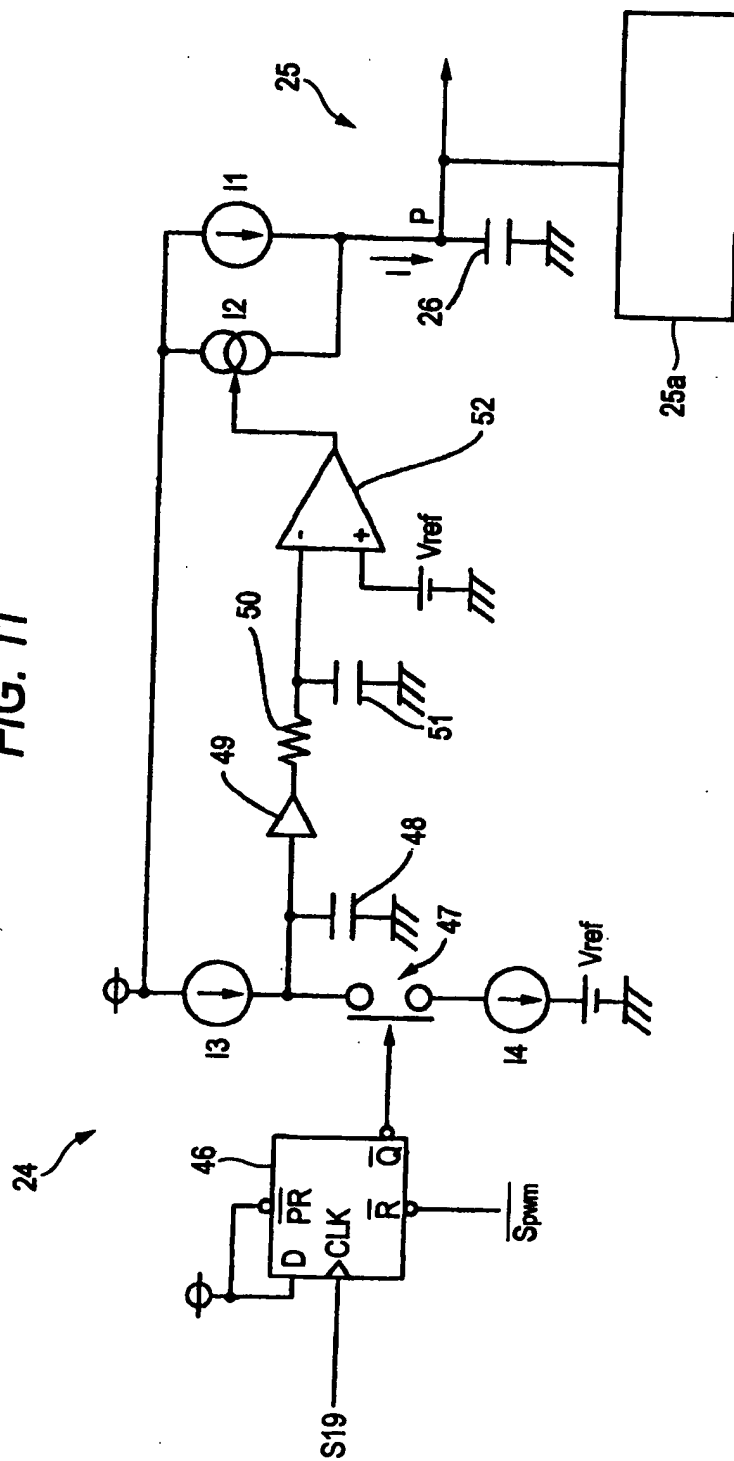


FIG. 12

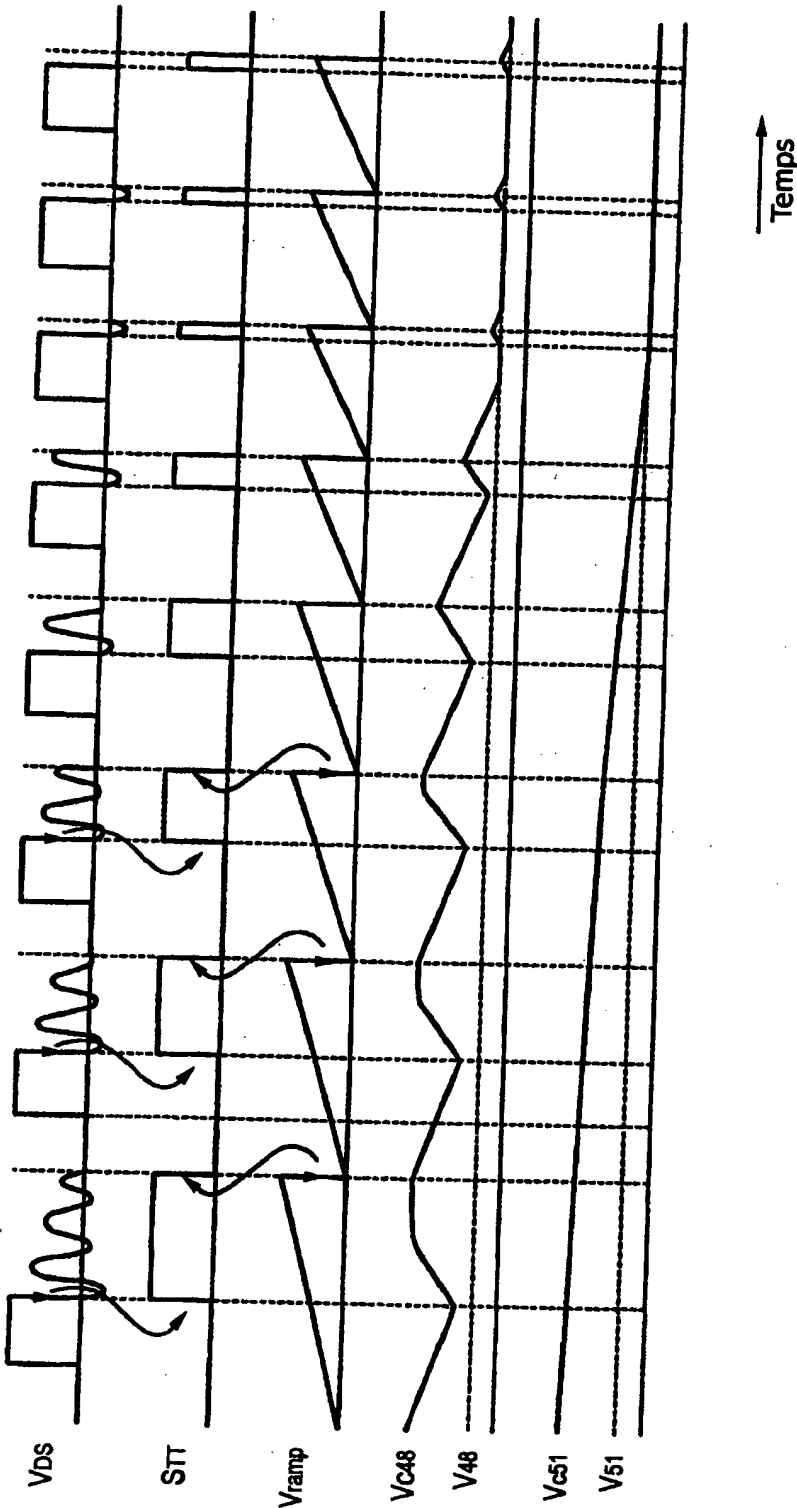
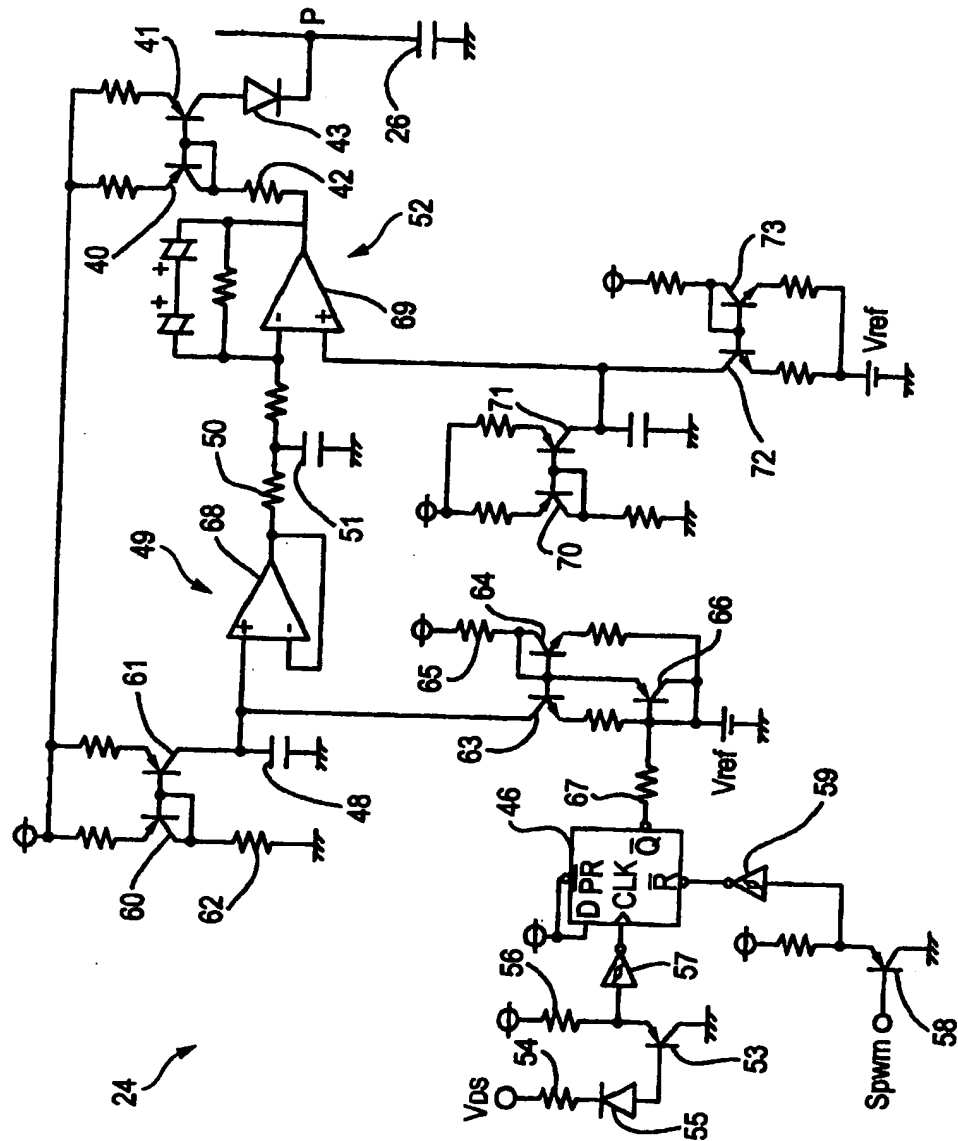


FIG. 13



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)